

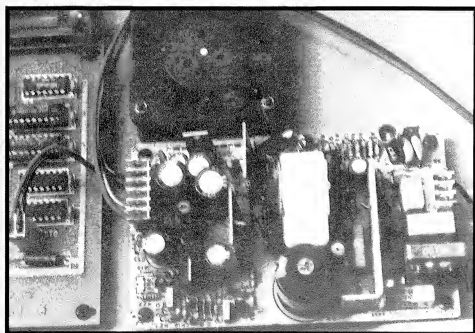
już 36 stron

ELEKTRONIK

nowy

miesięcznik
elektroników 6/93
cena 13.900 zł
nr ind. 387141

MEDITRONIK dla Ciebie



Prosty zasilacz laboratoryjny

W NUMERZE

Układy scalone zapisujące i odtwarzające mowę. Cz. II	5
Projektowanie kwarcowych filtrów drabinkowych	9
Prosty zasilacz laboratoryjny	12
Zamiana komparatora w przerzutnik	14
Tester wyświetlaczy LCD	15
Wibracyjny sygnalizator poziomu sypkich materiałów w zbiorniku	16
Katalog 74HCxxx	17
Woltomierz „cyfrowy”	21
Jak zbudować reflektometr CB	22
Elektroniczny mikrometr	23
Jak połączyć dwa komputery IBM łącząc Centronics z jedną drukarką?	24
Generator z przesuwaniem fazy	27
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	28
Ogłoszenia	30

ELEKTRONIK
nowy

Miesięcznik 6/1993 (45)
Rok czwarty
Czerwiec 1993
Nakład 40.000 egz.
Numer zamknięto 22.04.1993
Cena 1 egz. 13.900 zł
Nr ind. 367141

Wydawca
P.W. „ARTCOM”

Adres redakcji:
82-300 Elbląg, ul. Browarna 85
skr. poczt. 100
tel./fax 34-18-84 wew. 32
tlx 057302

Redagują:
Dariusz Mickiewicz, Wiesława Oleszczuk,
Ryszard Świątkowski – red. naczelny

Stali współpracownicy:
Dariusz Bienkowski, Jarosław Choma,
Witold Dąbrowski, Robert Krzysztofek,
Andrzej Kusiak, Zbigniew Pędzik,
Sławomir Szczęśliwiec,
Aleksander Rode, Witold Wrotek

Opracowanie graficzne i DTP
P.W. „ARTCOM”
Mariusz Kołtun
Janusz Mikowicz

Naświetlenia:
P.P.N.H. „EXPLONAFT” Sp. z o.o.
01-685 Warszawa, ul. Stachury 4

Druk:
Grudziądzkie Zakłady Graficzne
Grudziądz, ul. Droga Mazowiecka 23

Redakcja zastrzega sobie prawo
dokonywania skrótów oraz adiustacji
nadesłanych materiałów.

BLANKIET DLA PRENUMERATORÓW

Warunki prenumeraty
czasopism technicznych
wydawanych przez
P.W. „ARTCOM”

1. Przyjęcie – wyłącznie na podstawie wpłaty na blankietach wydrukowanych w miesięcznikach: „NOWY ELEKTRONIK”, „ELEKTRONIK HOBBY” i „ŚWIAT PC – tów” lub na blankietach bankowych z zaznaczeniem tytułu czasopisma.
2. Dane na blankiecie – dokładnie i czytelnie napisany adres zamawiającego.
3. Wpłaty – zgodnie z podanymi cenami, należy dokonać w bankach lub placówkach pocztowych.

Pokwitowanie dla Posiadacza r – ku		Pokwitowanie dla Banku	
zł	słownie	zł	słownie
wpłacający		wpłacający	
dokładny adres		dokładny adres	
<p>Na rachunek: P.W. „ARTCOM” Elbląg, ul. Browarna 85</p>		<p>Na rachunek: P.W. „ARTCOM” Elbląg, ul. Browarna 85</p>	
B.P. PKO oddział w Elblągu R – k nr 17516 – 38276 – 136		B.P. PKO oddział w Elblągu R – k nr 17516 – 38276 – 136	
Oplata		Oplata	
zł		zł	
podpis przyj.		podpis przyj.	
datownik		datownik	

Układy scalone zapisujące i odtwarzające mowę. Cz.II.

Układ UM 93520 A/B współpracujący z pamięcią DRAM

Układ UM 93520 A/B wykonany jest w technologii CMOS o dużej skali integracji przez firmę UMC. Podobnie jak 93510 korzysta przy zapisie głosu z adaptacyjnej modulacji delta. Dane mogą być przechowywane w dwóch pamięciach DRAM o pojemności 256K każda, które są odświeżane przez specjalny układ. UM 93520 może

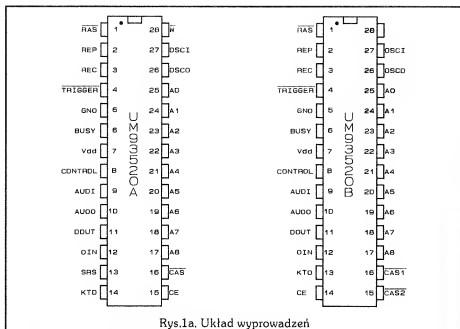
współpracować z pojedynczą pamięcią DRAM 256K i do wyboru są wtedy dwa zakresy próbkowania: 16KHz i 22KHz. Natomiast UM 93520B pracuje z dwiema DRAM 256K w związku z czym próbkowanie może mieć wartość 32 KHz. Każda pamięć może przechowywać mowę trwającą 16s dla zakresu próbkowania wynoszącego 16KHz,

11.2s dla 22KHz i 8s dla 32KHz.

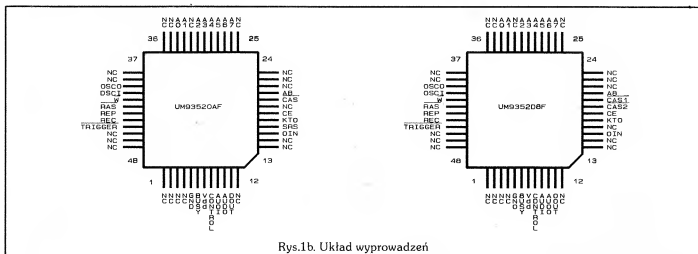
Zegar układu jest podobnie jak 93510 sterowany generatorem wykorzystującym zewnętrzny oscylator kwarcowy 3.579545 MHz. UM 93520 korzysta z pojedynczego źródła zasilania 5V ($4.5 \pm 5.5V$). Dostępny jest w obudowie 28-nóżkowej typu DIP (UM 93520 A/B) oraz 48-nóżkowej typu flat (UM 93520 AF/BF).

Opis funkcji

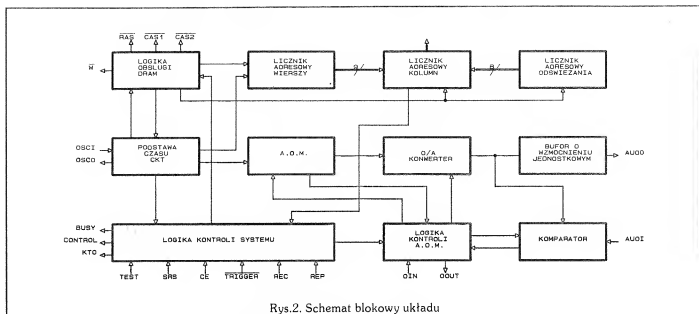
- Kolejność pracy przy nagrywaniu i odtwarzaniu przedstawia Rys.3
- Stan spoczynku (Standby)
Aby chip wprowadzić w stan spoczynku muszą być spełnione następujące warunki:
 - włączone zasilanie
 - zakończony działanie w stacjach nagrywania, odtwarzania lub zapowiedzi nagrywania
 - przyczyna przerwania jest wyjaśniona.
- Nagrywanie i odtwarzanie.
Przed normalną pracą w kolejności zapowiedź/nagrywanie, zapowiedź musi być nagrana w



Rys.1a. Układ wyprowadzeń



Rys.1b. Układ wyprowadzeń



Rys.2. Schemat blokowy układu

Tabela 1

Charakterystyka stałoprądowa

 $(V_{DD}=5V \pm 10\%, T_A=25^\circ C, F_{OSC}=3.579545 \text{ MHz})$ o ile nie zaznaczono inaczej

Symbol	Parametr	Min.	Typ	Max.	Jednostka	Warunki
I_{DD}	Prąd spoczynkowy		0.2	1	mA	Wyjście nieobciążone. Wejście nie pobudzone
I_{OL}	Prąd wyjściowy		9		mA	$V_{OL}=0.8V$
I_{OH}	(CONTROL, BUSY)		9		mA	$V_{OH}=2.4V$ Uwaga: Jest to wartość bezwzględna
V_{OA}	Amplituda wyjściowego sygnału AUDIO		2.2		V_{PP}	$R_L=1k\Omega$
V_{IH}	Napięcie wejściowe	2.4			V	
V_{IL}				0.8		

Tabela 2

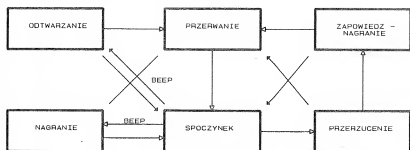
Charakterystyka zmiennoprądowa

 $(V_{DD}=5V, T_A=25^\circ C, F_{OSC}=3.579545 \text{ MHz})$

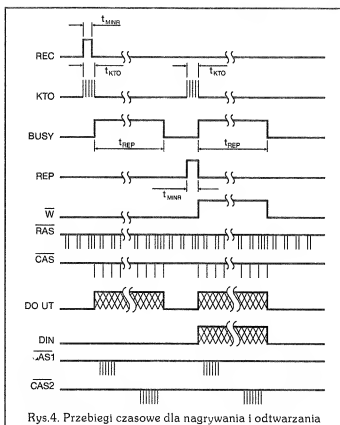
Symbol	Parametr	Min.	Typ	Max.	Jednostka	Warunki
t_{WR}	Szerokość impulsu \overline{RAS}		3.9		μs	Częstotliwość próbkowania = 32kHz
			3.9			Częstotliwość próbkowania = 16kHz
			2.8			Częstotliwość próbkowania = 22kHz
t_{WC}	Szerokość impulsu \overline{CAS}		1.9		μs	Częstotliwość próbkowania = 32kHz
			1.9			Częstotliwość próbkowania = 16kHz
			1.4			Częstotliwość próbkowania = 22kHz
t_{TBS}	Czas wyzwolenia		10.75		s	dla dowolnej częstotliwości próbkowania
t_{REP}	Czas odtwarzania i nagrywania		16		s	Częstotliwość próbkowania = 32kHz
			16			Częstotliwość próbkowania = 16kHz
			11.2			Częstotliwość próbkowania = 22kHz
t_{TSEC}	Czas nagrywania na taśmę		30.75		s	dla dowolnej częstotliwości próbkowania
f_{KTO}	Częstotliwość na wyjściu KTO (nagrywanie)		1000		Hz	Częstotliwość próbkowania = 32kHz
			500			Częstotliwość próbkowania = 16kHz
			699			Częstotliwość próbkowania = 22kHz
t_{KTO}	Czas trwania sygnału na wyjściu KTO		0.5		s	dla dowolnej częstotliwości próbkowania
t_{MINR}	Minimalna szerokość impulsu na wejściu	280			ms	Dotyczy wejść REC, REP, CE i TRIGGER

czasie stanu nagrywania. Można to osiągnąć podciągając końcówkę REC do stanu wysokiego, co natychmiast spowoduje wysłanie sygnału "beep" trwającego przez 0.5s z końcówki KTO do wyjścia.

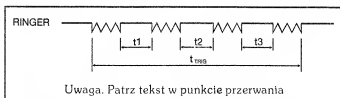
Aby sprawdzić w stanie odtwarzania nagraną wcześniej zapowiedź końcówka REP musi być podciągnięta do stanu wysokiego i tak jak w stanie nagrywania będzie wysłany sygnał "beep".



Rys.3. Kolejność operacji wykonywanych przez układ przy nagrywaniu i odtwarzaniu



Rys.4. Przebiegi czasowe dla nagrywania i odtwarzania

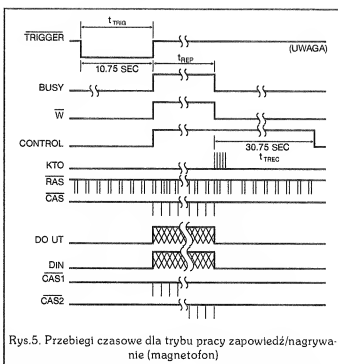


Uwaga. Patrz tekst w punkcie przerwania

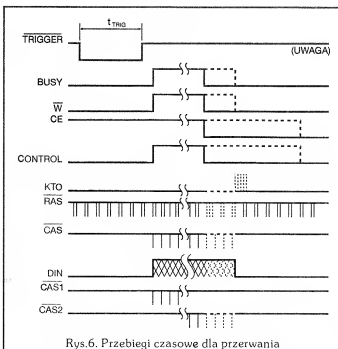
Tabela 3

Zależność częstotliwości "beepa" i max. czasu zapisu od częstotliwości próbkowania

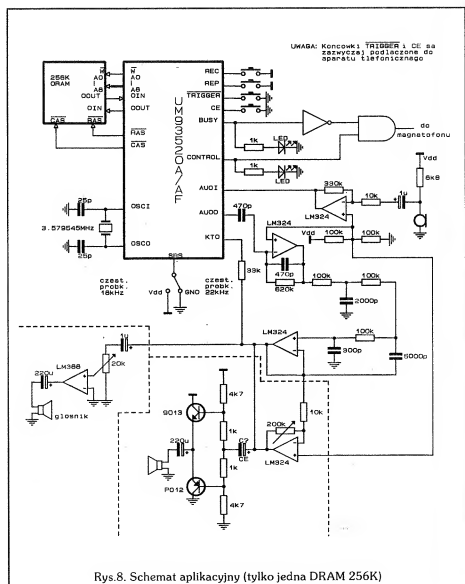
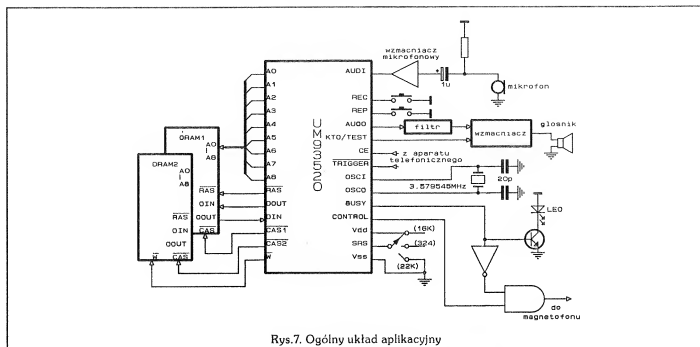
Zakres próbkowania	16k	22k	32k
Częstotliwość sygnału "beep"	500Hz	699Hz	1kHz
Czas nagrywania/odtwarzania	16s	11.2s	16s



Rys.5. Przebiegi czasowe dla trybu pracy zapowiedź/nagrywanie (magnetofon)



Rys.6. Przebiegi czasowe dla przerwania



Zapowiedź zostanie wysłana z wyjścia AUDIO.

Obydwa stany, nagrywanie i odtwarzanie, mogą być przerwane przez podanie na końcówkę CE stanu niskiego.

Zależność częstotliwości "beepa" i maksymalnego czasu nagrywania od częstotliwości próbkowania przedstawia Tabela 3.

4. Zapowiadanie i nagrywanie (na magnetofon).

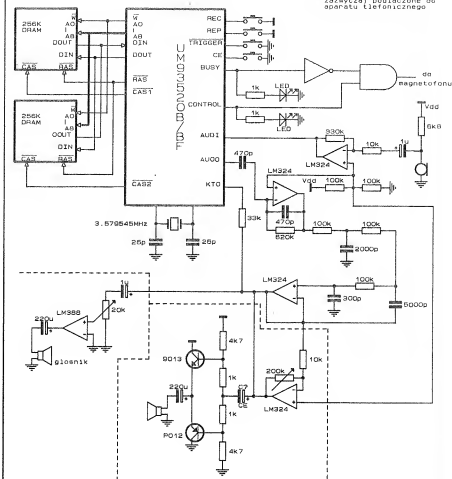
Stan zapowiadanie/nagrywanie jest wyzwalany kiedy sygnał dzwonienia z pętli abonenta przychodzi dłużej niż 10.75s bez przerwy. W tym stanie każda wcześniej nagrana zapowiedź będzie wysłana. Końcówki BUSY i CONTROL sterują magnetofonem przygotowanym do nagrania informacji stownej nie dłużej niż 30.75s. Nagrywanie rozpoczyna się z chwilą osiągnięcia przez te końcówki stanu wysokiego. Ponadto wysłany będzie sygnał "beep" tak jak widać to na wykresach czasowych.

5. Przerwanie.

Są dwa sposoby wprowadzenia stanu przerwania:

- a - obniżenie stanu końcówki CE z wysokiego na niski
- b - brak sygnału wyzwalania przez dłużej niż 4s podczas stanu przerzucania.

UWAGA: końcówki TRIGGER i CE są zazwyczaj podłączone do aparatu telefonicznego



Rys.9. Schemat aplikacji (dwie pamięci DRAM 256K)

Końcówka TRIGGER jest normalnie podłączona do detektora dzwonka telefonicznego. t_{TRIG} oznacza czas trwania po podaniu pierwszego sygnału. Jeżeli przerwa między dwoma dzwonekami przekracza 4s, czas trwania przerzucania ponownie będzie liczony od zera. Przerzucanie zaczyna więc działać wtedy, gdy $t_{TRIG} \geq 10.75s$, a pauza (t_1 , t_2 , t_3) musi być krótsza od 4s.

Maksymalne parametry eksploatacyjne:

Napięcie zasilania (V_{cc})	-0.3V do 6V
Napięcie wejściowe (V_{in})	-0.3V do $V_{cc} + 0.3V$
Napięcie wyjściowe (V_{out})	-0.3V do $V_{cc} + 0.3V$
Temp. pracy (T_{op})	-40°C do +125°C
Temp. przechowywania (T_{stg})	-40°C do +125°C

Układ dostępny jest w firmie
MEDITRONIK

Witold Dąbrowski

Opracowano na podstawie: materiałów reklamowych nadesłanych przez firmę

MEDITRONIK

ul. Długa 4
00-194 Warszawa
tel. (02) 6352263, 6352264
fax. (02) 6352195
tłx. 816075

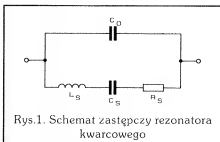
Projektowanie kwarcowych filtrów drabinkowych

Na podstawie literatury [1,2] i własnego doświadczenia pragnę zapoznać Czytelników z prostym i niezawodnym sposobem obliczania kwarcowych filtrów drabinkowych.

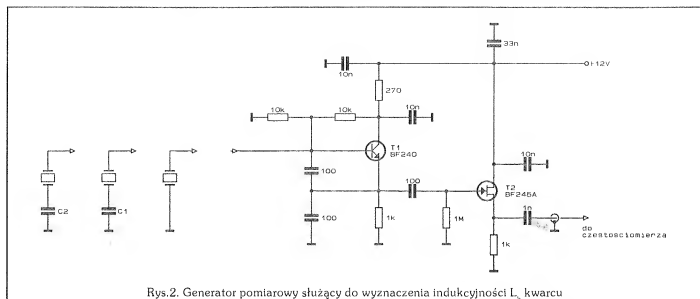
Na Rys.1 przedstawiono schemat zastępczy rezonatora kwarcowego. Do obliczenia filtru drabinkowego niezbędna jest znajomość indukcyjności L_s . Sama informacja o częstotliwości rezonansu szeregowego kwarcu jest niewystarczająca,

ponieważ tę samą częstotliwość można uzyskać przy różnym stosunku L_s do C_s . Kwarc wchodzący w skład filtru drabinkowego muszą być tego samego typu i o tej samej częstotliwości nominalnej. Mierząc częstotliwość generatora (Rys.2) kolejno z każdym kwarcem różnica częstotliwości nie powinna być większa niż kilkadziesiąt Hz dla filtru telegraficznego i kilkaset Hz dla filtru FM. Następnie należy zmierzyć częstotliwość generatora:

f z samym kwarcem, f1 z kondensatorem C1 (np. 15 pF) włączonym w szereg z kwarcem oraz f2 z konden-



Rys.1. Schemat zastępczy rezonatora kwarcowego

Rys.2. Generator pomiarowy służący do wyznaczenia indukcyjności L_s kwarcu

satorem C2 (np. 27 pF) włączonym w szereg z kwarcem. Dla większej dokładności można przeprowadzić kilka pomiarów f_1 i f_2 dla różnych C1 i C2 (kondensatory nie powinny mieć gorszej tolerancji niż 5%), a następnie obliczyć średnią arytmetyczną. Z podanego poniżej wzoru należy obliczyć indukcyjność L_s kwarcu:

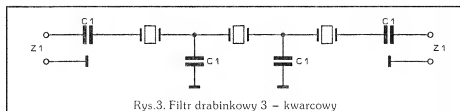
$$L_s = \frac{12665 (f_1 - f_2)}{f (f_1 - f) (C_2 - C_1)} \quad [\text{kHz, pF, H}]$$

Poniżej podano wzory na obliczanie pojemności i impedancji dla 3, 4 i 6-cio kwarcowych filtrów Butterwortha (z płaską charakterystyką w paśmie przenoszenia kosztem współczynnika kształtu – filtr odpowiedni dla telegrafii) oraz dla 3, 4 i 6-cio kwarcowych filtrów Czebyszewa (odpowiednich dla SSB, AM i FM) z maksymalnym załagodzeniem charakterystyki w paśmie przenoszenia równym 0,3 dB.

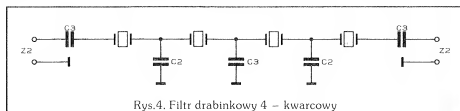
Schematy filtrów przedstawiono na Rys. 3, 4 i 5. Maksymalna szerokość pasma przenoszenia filtru drabinkowego nie może przekraczać 1/1000 częstotliwości nominalnej kwarców. Przy kwarcach owertonowych filtr będzie pracował na częstotliwości podstawowej.

gdzie $L = L_s$, a B – pasmo przenoszenia filtru.

n	Filtr Butterwortha wszystkie miana w kHz, Ω , H i pF	Filtr Czebyszewa
3	Z1 = 6283 LB C1 = 35822/fLB	Z1 = 4671 LB C1 = 31383/fLB
4	Z2 = 8209 LB C2 = 30126/fLB C3 = 46810/fLB	Z = 5483 LB C2 = 33354/fLB C3 = 38325/fLB
6	Z3 = 12139 LB C4 = 21670/fLB C5 = 41867/fLB C6 = 48938/fLB C7 = 38891/fLB	Z3 = 4920 LB C4 = 35383/fLB C5 = 42909/fLB C6 = 47570/fLB C7 = 138112/fLB



Rys.3. Filtr drabinkowy 3 – kwarcowy



Rys.4. Filtr drabinkowy 4 – kwarcowy

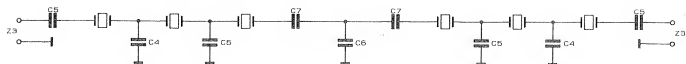
Czasami może okazać się korzystna zamiana w filtrze drabinkowym pierwszej i ostatniej pojemności z szeregowej na równoległą (patrz Rys.6). Zamiana taka powoduje wzrost impedancji wejściowej i wyjściowej filtru. Przeliczniki transformacji C w C' (C' będzie zawsze mniejsza od C) oraz Z w Z' (Z' będzie zawsze większa od Z) dla filtrów 3, 4 i 6-cio kwarcowych zawiera zamieszczona poniżej tabela:

n	3	4	6
C/C'	0.47	0.49	0.5
Z/Z'	3.0	2.5	2.4

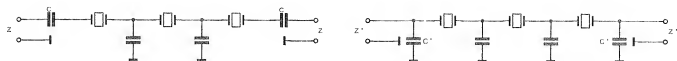
Szczególnie prosty filtr 6-cio kwarcowy (wszystkie pojemności mają tę samą wartość) można uzyskać przez "złożenie" dwu filtrów 3-kwarcowych (Rys.7).

Przykład:

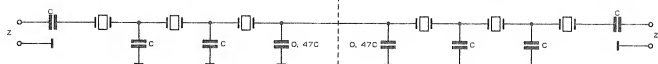
Zmierzono indukcyjność L_s kwarców 4.43 i 8.86 MHz stosowanych w telewizyjnych dekodernach



Rys.5. Filtr drabinkowy 6 – kwarcowy



Rys.6. Zamiana w filtrze drabinkowym pierwszej i ostatniej pojemności z szeregowej na równoległą



Rys.7. Filtr 6 – cio kwarcowy otrzymany przez „złożenie” dwu filtrów 3 – kwarcowych

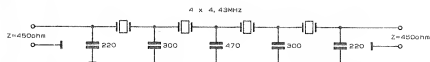
systemu PAL i otrzymano:

$L_s = 0.09$ H dla kwarców 4.43 MHz i

$L_s = 0.013$ H dla kwarców 8.86 MHz.

Dla przedstawionego na Rys.8 i zaprojektowanego wg opisanej powyżej metody czterokwarcowego filtru telegraficznego wykonanego z kwarców 4.43 MHz otrzymano pasmo przenoszenia $B=300$ Hz, przy tłumieniu w paśmie przenoszenia 12 dB i tłumieniu w paśmie zaporowym ok. 40 dB. Zmierzona środkowa częstotliwość pasma przenoszenia wynosiła 4432,6 kHz, a $Z_{WE} = Z_{WY} = 430\Omega$.

Natomiast dla przedstawionego na Rys.9 6-cio kwarcowego filtru SSB wykonanego z kwarców 8.86 MHz otrzymano pasmo przenoszenia $B = 2.8$ kHz przy tłumieniu w paśmie zaporowym ok. 50 dB,

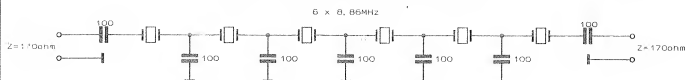
Rys.8. Telegraficzny filtr 4 – kwarcowy ($B=300$ Hz) wykonany z kwarców 4.43MHz

$Z_{WE} = Z_{WY} = 170\Omega$, $f_{USB} = 8863.3$ kHz, a $f_{LSB} = 8866.7$ kHz. Zastosowane kwarce 8.86 MHz, z powodu stosunkowo małych wartości L_s , nie nadają się do konstruowania filtrów telegraficznych. Filtr CW o paśmie przenoszenia 600 Hz wykonany z tych kwarców posiadał tłumienie w paśmie przenoszenia przekraczające 20 dB!

LITERATURA

- [1] Zaineraukas W. UP2NV: „Radio” nr 1, 2/1982, 5/1983
- [2] Langner H.R. Y27YO: „Funkamateur” nr 1/1985

Andrzej Kusiak

Rys.9. 6 – cio kwarcowy filtr SSB ($B=2.8$ kHz) wykonany z kwarców 8.86MHz

Prosty zasilacz laboratoryjny

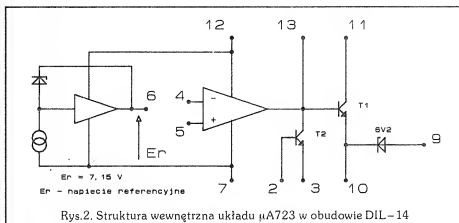
Prosty zasilacz laboratoryjny (rys. 1) wykonano z myślą o uruchamianiu układów cyfrowych TTL i CMOS, prostych układów analogowych oraz do zasilania zestawu samodzielnie wykonanych przyrządów pomiarowych. Dostarcza trzech napięć: $\pm 15\text{V}/1\text{A}$ i $+5\text{V}/3\text{A}$ (w szczycie do 5A).

Zasilacz napięć $\pm 15\text{V}$ wykonano w oparciu o typowe stabilizatory monolityczne (US2, US3) UL7515 (LM7815, MAA7815 itp.) w obudowach TO-3. Stabilizatory te posiadają zabezpieczenie nadprądowe z prostokątną charakterystyką (próg ograniczania ok. 1,5A) oraz zabezpieczenie termiczne (stabilizator wyłącza się, gdy temperatura struktury osiągnie wartość 150 stopni Celsjusza). Kondensatory C4, C5 zabezpieczają stabilizatory (US2, US3) przed wzbudzeniem. Powinny być one zamontowane jak najbliżej obudów US2, US3 (np. lutowane bezpośrednio do nóżek). Przewody łączące kondensatory elektrolityczne (C2, C3) ze stabilizatorami powinny być w miarę możliwości jak najkrótsze i mieć średnicę nie mniejszą niż 0,7 mm.

Zasilacz $+5\text{V}$ zbudowany jest w oparciu o uniwersalny stabilizator scalony typu $\mu\text{A}723$ (odpowiednik krajowy ULY7523N). Stabilizator ten spotykany jest w obudowie dwurzędowej (DIL-14) – $\mu\text{A}723\text{N}$, lub bardzo rzadko w obudowie okrągłej TO-74. Oznaczenia na schemacie dotyczą obudowy dwurzędowej. Odpowiadające sobie wyprowadzenia obu rodzajów obudowy przedstawione są poniżej (porównaj rys.2):

Układ US1 zasilany jest (pin 12) napięciem stabilizowanym $+15\text{V}$ z wyjścia stabilizatora US2. Jest to rozwiązanie optymalne dla układu scalonego typu 723, zapewniające osiągnięcie bardzo dobrych parametrów stabilizacji. Kondensator C7 powinien być zamontowany w pobliżu obudowy US1. Jeżeli zdecydujemy się wykonać zasilacz $+5\text{V}$ w wersji samodzielnej (bez zasilacza $\pm 15\text{V}$), wówczas pin 12 (US1)

DIL-14	TO-74	nazwa	funkcja
1	–	NC	nie używany
2	10	CL	baza tranzystora zabezpieczenia nadprądowego T2
3	11	CS	emiter tranzystora zabezpieczenia nadprądowego T2
4	2	INV	wejście odwracające wzmacniacza błędów
5	3	N.I.	wejście nie odwracające wzmacniacza błędów
6	4	VREF	wyjście napięcia wzorcowego (referencyjnego, ok. 7,15 V)
7	5	V	masa
8	–	NC	nie używany
9	–	VZ	anoda pomocniczej diody Zenera (występującej tylko w wersji, w obudowie DIL-14)
10	6	VO	napięcie wyjściowe (stabilizowane), a fizycznie: emiter tranzystora szeregowego T1 (połączony z katodą pomocniczej diody Zenera)
11	7	VC	napięcie wejściowe, a fizycznie kolektor tranzystora szeregowego T1
12	8	VCC	napięcie zasilania układu scalonego ($\geq 9\text{V}$)
13	9	CP	baza tranzystora szeregowego T1, połączona z kolektorem tranzystora zabezpieczenia nadprądowego T2
14	–	NC	nie używany



Rys.2. Struktura wewnętrzna układu $\mu\text{A}723$ w obudowie DIL-14

naależy zwrócić z pinem 11.

Dzielnik R9, R10 określa wartość napięcia wyjściowego zasilacza. Dokładną wartość napięcia wyjściowego ustawiamy przez korekcję wartości rezystora R9 bądź R10. W przypadku, gdy zasilacz wykazuje tendencję do wzbudzenia się, należy zwiększyć wartość kondensatora C8 (kompensacja częstotliwościowa). Rezystor R14 (130m Ω /20W) pełni funkcję czujnika prądowego w obwodzie zabezpieczenia nadprądowego o prostokątnej charakterystyce i progu

ograniczania ok. 5 A. Rezystor R14 wykonany jest z czterech oporników 0,5W/5W połączonych równolegle. Wartość progu ograniczania wyraża się przybliżonym wzorem:

$$I_{\text{OCR}} [\text{A}] = 0,65/R[\Omega]$$

Szeregowym elementem regulacyjnym zasilacza jest tranzystor mocy w układzie Darlingtona złożony z T3 (tranzystor sterujący – zamiast BD354 można użyć BDP281 lub nawet BD135) i dwóch połączonych równolegle tranzysto-

7,5 x 9 cm i wysokość żeber 2,5 cm), na którym zamocowane są tranzystory mocy (T4, T5). Wszystkie elementy wyposażone są w mikowe podkładki i starannie elektrycznie odizolowane od radiatora. Diody D1, D2 zamocowane są na płytce drukowanej zasilacza i każda wyposażona jest we własny radiator z paska miedzianej blachy grubości 1 mm i powierzchni 12 cm². Tyrstor Ty1 nie wymaga jakiegokolwiek radiatora i zamocowany jest bezpośrednio do płytki drukowanej.

Budując zasilacz uniknięto kłopotliwego nawijania transformatora sieciowego, stosując standardowe transformatory: w zasilaczu +5V – cztery połączone szeregowo TS20/10 (można zastosować transformator o mocy ok. 80VA, z dzielonym lub dwoma uzwojeniami wtórnymi, z których każde powinno zapewnić napięcie 10V przy prądzie obciążenia 3A), w zasilaczu ±15V – TS40/52 (2 x 20V/1A).

Uruchomienie zasilacza nie powinno sprawić kłopotów. Zmontowany ze sprawnych podzespołów powinien działać prawidłowo od razu. Zasilacz obciążamy nominalnymi prądami (+5V/3A, +15V/1A,

–15V/1A) i sprawdzamy czy nie ma on tendencji do wzbudzenia się. Jeżeli nie dysponujemy oscyloskopem, stan "wzbudzony" rozpoznamy po tym, że woltomierz DC podłączony na wyjściu wskaże napięcie znacznie niższe od oczekiwanego, najczęściej równe w przybliżeniu połowie spodziewanego (np. zamiast 5V, tylko 2,5V). Usuwamy wzbudzenia w pierwszej kolejności przez skrócenie i zwiększenie przekrojów przewodów wysokoprądowych i weryfikację prowadzenia masy, w drugiej przez zwiększenie pojemności odpowiednich kondensatorów (tj. C8, C4, C5).

Jeżeli dysponujemy woltomierzem cyfrowym możemy pokusić się o pomiar rezystancji wyjściowej zasilacza (dla każdego z wyjść). Mierzmy napięcie wyjściowe dla dwóch różnych prądów obciążenia (np. 100mA i 1A) i wyznaczamy rezystancję:

$$r_{wy}[\Omega] = \Delta U[V] / \Delta I[A]$$

gdzie:

$$\begin{aligned} \Delta U &= U_1 - U_2 - \text{różnica napięć z} \\ &\quad \text{pierwszego i dru-} \\ &\quad \text{giego pomiaru} \\ \Delta I &= I_2 - I_1 - \text{różnica prądów} \end{aligned}$$

obciążenia z drugiego i pierwszego pomiaru (w naszym przykładzie: $\Delta I = 1 - 0,1 = 0,9A$)

Rezystancja wyjściowa powinna być dodatnia, tzn. napięcie wyjściowe w miarę wzrostu prądu obciążenia powinno mieć tendencję malejącą. Gdy tendencja ta jest rosnąca (ujemna rezystancja wyjściowa), zachodzi poważne podejrzenie, że zasilacz pracuje na granicy wzbudzenia. Należy wówczas podjąć działania takie, jak w przypadku wzbudzenia i ponownie sprawdzić rezystancję.

Na płycie czołowej urządzenia należy umieścić wyłącznik sieciowy SW1 ("isostat" lub prostszy w montażu – dźwignikowy), amperomierz (M1), diody LED (D11 – "SIEĆ" i D12 – "+5V") oraz oczywiście zaciski wyjściowe, najlepiej tzw. laboratoryjne.

Wszystkie użyte rezystory (z wyjątkiem R11...R13) mają moc nominalną 0,25 W.

Leszek Madeja

Zamiana komparatora w przerzutnik

Okazjonalnie może się przydać, że używając układów analogowych komparatorów (które zazwyczaj umieszczane są po kilka w jednym układzie scalonym) nie wykorzystujemy pełnej obsady układu scalonego. Dodatkowo jednak potrzebujemy zastosować pewne funkcje logiczne w urządzeniu. Możemy prosto w łatwy sposób zastosować nie wykorzystane komparatory do zbudowania funkcyj logicznych lub nawet przerzutnika flip-flop (dwustabilnego typu D). Połączenia między komparatorami mogą wydawać się zagmatwane w pierwszej chwili, ale schematy są proste dla funkcji AND lub OR. Nawet funkcja Exclusive OR może być łatwo zbudowana w oparciu o poje-

dynczy komparator. Schemat realizacji funkcji Exclusive OR w oparciu o taki układ komparatora pokazano na Rys.1. W celu uzyskania układu realizującego funkcje Exclusive NOR należy jedynie zamie-

nić (odwrócić) końcówki wejściowe do komparatora.

Wykonanie w oparciu o komparator przerzutnika typu D wymaga nieco więcej elementów zewnętrznych. Schemat realizujący przerzutnik przedstawia Rys.2. Jedyne kilka diod i rezystorów wystarczy do tego celu.

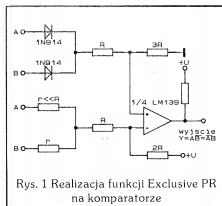
Działanie układu z Rys.2

Zakładamy, że układ ma wykazywać cechy układu typu zatrask (latch). Założmy, że wejścia CL i D są na poziomie zera. Jeśli U_{1A} jest w stanie przewodzenia, wówczas prawdziwe są wyrażenia:

$$V_{1A} = 0$$

oraz

$$V = U \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U \frac{100k}{100k + 100k} = U \cdot 0,5$$



Rys. 1 Realizacja funkcji Exclusive PR na komparatorze

Jeśli natomiast układ U_{1A} nie przewodzi, wówczas prawdziwe są następujące równania:

$$V_- = U \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = U \frac{47k}{1k + 24k + 47k} = 0.67 \cdot U$$

$$V_- = 0.5 \cdot U$$

Równania te demonstrować cechę zrzasku spełnianą przez układ. Zakładamy, że układ ma wykazywać cechy przełączania. Ustalmy najpierw, że U_{1A} jest w stanie przewodzenia. Jeśli $CL = U$ i $D = \emptyset$ wówczas prawdziwe są

$$V_+ = \emptyset$$

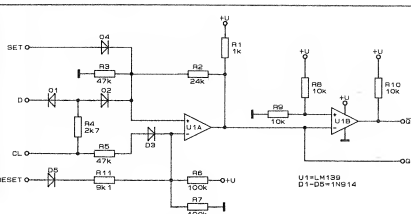
$$\frac{U - U_{D3} + V_-}{R_5} + \frac{U - V_-}{R_6} = \frac{V_-}{R_7}$$

Ignorując w ostatnim wyrażeniu napięcie diody U_{D3} otrzymujemy

$$V_- = 0.76[V]$$

Można się przekonać, że jeśli $D = \emptyset$ wówczas wyjście nie zmienia swojego stanu. Przez podłączenie CL i D do napięcia U , oraz ignorując napięcie diody U_{D2} otrzymujemy

$$V_+ = U \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_3 + R_4(R_2 + R_3)} = 0.85[V]$$



Rys.2 Dołączając rezystory i diody w odpowiednie miejsca, z układu komparatora uzyskujemy przerzutnik D

Wskutek tego, jeśli $D = U$, wówczas wyjście zmieni swój stan. Teraz założmy, że U_{1A} jest nieaktywny. Jeśli $CL = U$ i $D = \emptyset$ wówczas po pominięciu napięcia diody U_{D3} otrzymamy

$$V_- = 0.67 \cdot U \text{ oraz } V_- = 0.76 \cdot U$$

Wynik ten pokazuje, że jeśli $D = \emptyset$ wyjście zmieni swój stan. Jeśli $CL = U$ oraz $D = U$ pomijając napięcia na diodach U_{D2} i U_{D3} otrzymamy

$$V_+ = 0.85 \cdot U \text{ oraz } V_+ = 0.76 \cdot U$$

Teraz więc, jeśli $D = U$, wyjście

nie zmieni swojego stanu.

Funkcje "Set" i "Reset" są również dostępne w tym układzie. Zauważyć jednak należy, że funkcja "Reset" jest nadrzędna w stosunku do wszystkich pozostałych z wyjątkiem funkcji "Set". Aby otrzymać w pełni układ przerzutnika D zastosowano układ komparatora U_{1B} w celu uzyskania odwróconego wyjścia Q .

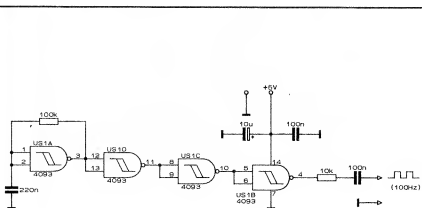
Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:
Electronic Design 2/90

Tester wyświetlaczy LCD

Wyświetlacze ciekłokrystaliczne (LCD) należy sterować wyłączając napięciem zmiennym: o częstotliwości od 25 do 200 Hz i amplitudzie od 3 do 7 V. Długotrwałe (przez kilka ... kilkanaście sekund) przyłożenie napięcia stałego pomiędzy podłożem i elektrodą segmentu może spowodować zniszczenie wyświetlacza! Do testowania wyświetlaczy LCD lub do odzyskania podłoża (BP) i elektrod poszczególnych segmentów w nieznanym wyświetlaczu LCD może służyć przedstawiony na Rys.1 generator przebiegu prostokątnego 100 Hz na układzie cyfrowym CMOS 4093.

Andrzej Kusiak



Rys.1. Generator do testowania wyświetlaczy LCD

Wibracyjny sygnalizator poziomu sypek materiałów w zbiorniku

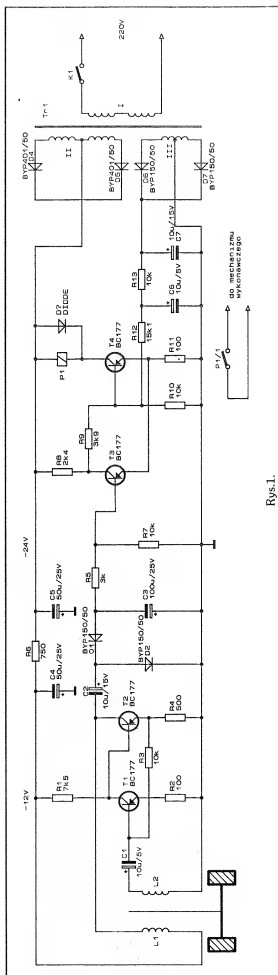
Przyrząd (schemat elektryczny na Rys.1) jest przeznaczony do sygnalizacji zadanego poziomu zasypania zbiornika.

Sygnalizator składa się z czujnika typu wibracyjnego (L1, L2), dwustopniowego wzmacniacza – generatora (T1, T2), prostownika sygnału napięciowego na diodach D1, D2, przerzutnika na tranzystorach T3, T4 i źródła zasilania – prostowników na diodach D4 – D7. Czujnik zbudowany jest w ten sposób, że po włączeniu zasilania przez cewkę L1 przepływa prąd, który powoduje przyciągnięcie do niej sprężystej blaszki znajdującej się w szczelinie między cewkami L1 i L2. Z powodu przesłuszczenia się blaszki zmienia się strumień magnetyczny, co powoduje wzbudzenie SEM w cewce L2. Tak powstałe napięcie dostaje się na bazę tranzystora T1, wzmacnia się i wraca do cewki L1, wzmacniając przyciągnięcie elastycznej blaszki. Przy zmaleniu prądu w cewce L1 blaszka zacznie przemieszczać się w przeciwną stronę pod wpływem siły sprężystości. Przy zbliżeniu się blaszki do cewki L2 prędkość jej ruchu zmniejsza się, a zatem zmniejsza się także prędkość zmiany strumienia magnetycznego, a więc i wartość napięcia na bazie tranzystora T1. Prowadzi to do tego, że maleje siła elektromagnetyczna przyciągająca blaszkę, która w pewnym momencie zatrzymuje się i zaczyna wracać do położenia wyjściowego. Znak napięcia wzbudzanego na wejściu wzmacniacza zmieni się i blaszka wejdzie w stan drgający i realizując dodatnie sprzężenie zwrotne we wzmacniaczu, przekształci go w generator. Częstotliwość generacji odpowiada częstotliwości mechanicznej blaszki.

Oscylacje elektryczne są prostowane diodami D1, D2 i utrzymują przerzutnik T3–T4 w stanie, w którym tranzystor T4 jest zatkany, a przełącznik P1 w stanie spoczynku. Gdy tylko poziom zasypania osiągnie miejsce położenia czujnika, drgania blaszki będą zatrzymane, generacja oscylacji elektrycznych zerowana, przerzutnik zmieni swój stan, a przełącznik P1 wzbudzi się i włączy odpowiedni mechanizm wykonawczy.

W charakterze czujnika można zastosować cewki i cały układ elektromagnetyczny wysokoomowych telefonów. Drgająca blaszka o rozmiarach 40/20/0.2mm powinna być wykonana ze sprężystej stali magnetycznej, a cewki powinny mieć po 1500 zwojów przewodu o średnicy 0.1mm. W transformatorze siłowym uzwojenie I zawiera 1840 zwojów przewodu o średnicy 0.12mm, uzwojenie II – dwa razy po 175 zwojów przewodu o średnicy 0.15mm, uzwojenie II – dwa razy po 90 zwojów przewodu o średnicy 0.12mm.

Robert Krzysztofek



Woltomierz „cyfrowy”

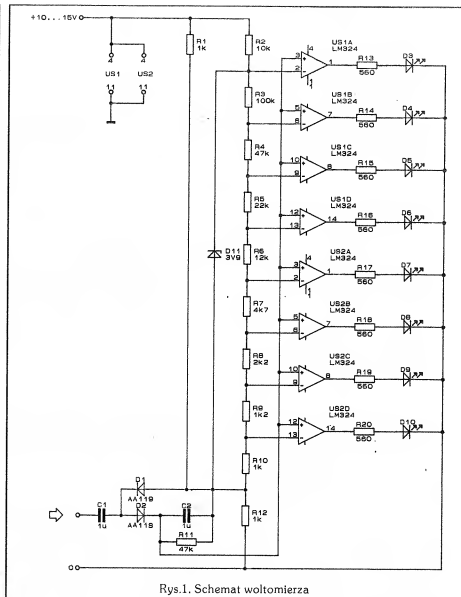
Ponieważ w sklepach jest obecnie dostępnych wiele układów scalonych, z których można całkiem prosto zbudować woltomierz o odczycie cyfrowym, interesujące będzie wykonanie podobnego przyrządu z elementów dyskretnych. Dzięki temu będziemy mogli poznać sposób, w jaki powstają wyniki pomiarów i lepiej zrozumieć działanie „prawdziwych” mierników.

Widoczny na schemacie woltomierz zbudowany jest z dwóch układów scalonych typu LM324, zawierających po cztery wzmacniacze operacyjne, które pełnią rolę komparatorów.

Wejście odwracające każdego wzmacniacza jest dołączone do odpowiedniego punktu w dzielniku napięciowym R3 – R10. Wytwarza on napięcia odniesienia. Wartości rezystorów zostały dobrane tak, że sąsiednie różnią się między sobą o 5 [dB]. R1 i R12 zapewniają to, iż napięcia odniesienia są wyższe niż połowa napięcia zasilania.

Na wejścia proste wzmacniaczy jest podawany wyprostowany (D1 i D2) sygnał wejściowy, którego poziom został podniesiony o wartość równą połowie napięcia zasilania.

Gdy poziom napięcia na nieodwracającym wejściu wzmacniacza zbliży się do potencjału wejścia inwertującego, wówczas wyjście tego układu znajdzie się w stanie wysokim i połączona z nim dioda zacznie świecić. Im większa będzie wartość sygnału mierzonego, tym więcej diod będzie się świecić. Jeśli jako D3 i D4 zamontujemy diody w kolorze czerwonym, wtedy układ może być wykorzystany jako prosty wskaźnik wartości szczytowej, sygnalizujący stan przekro-



Rys.1. Schemat woltomierza

czenia ustalonego progu przez sygnał wejściowy.

Napięcie zasilania powinno wynosić od 10 [V] do 15 [V]. Prąd pobierany przez miernik jest w znacznym stopniu zależny od tego, ile diod właśnie się świeci. Nie przekracza on jednak wartości 160 [mA]

przy napięciu zasilania równym 10 [V] i 110 [mA] przy 15 [V].

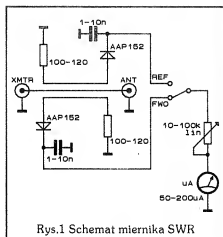
Witold Wrotek

Opracowano na podstawie:
„Elektronik”
July/August 1991

Jak zbudować reflektometr CB

Najczęściej stosowanym przyrządem do strojenia anten CB jest reflektometr – popularny SWR Meter, choć istnieją inne przyrządy, które pozwalają osiągnąć ten sam cel (nawet bardziej precyzyjnie).

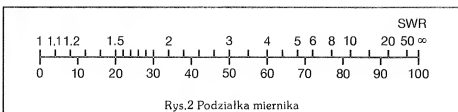
Opisany reflektometr jest układowo podobny do tego, jaki najczęściej można spotkać w handlu. Cena jego waha się w granicach 200 tysięcy złotych, a więc taniej będzie wykonać go we własnym zakresie.



Rys.1 Schemat miernika SWR

Jak widać na schemacie i na płytce obwodu drukowanego składa się on z kierunkowego toru (linii paskowej), który jest włączony między źródło sygnału – nadajnik, a obciążenie – antenę. Wejście i wyjście przystosowane jest do współpracy z linią o impedancji falowej 50Ω. Równolegle do toru głównego biegną dwa pomocnicze toru pomiarowe, które po jednej stronie są połączone poprzez rezystory z masą, a końce ich z diodami prostowniczymi i kondensatorami filtrującymi. Najlepiej zastosować w układzie rezystory bezindukcyjne, kondensatory ceramiczne oraz diody generowane, które mają mniejszy spadek napięcia w kierunku przewodzenia (0.2÷0.3V) niż diody krzemowe.

Wyprostowane napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do amplitudy fali padającej (U_i) i do amplitudy fali odbitej (U_r). To stałe na-



Rys.2 Podziałka miernika

pięcie jest poprzez przełącznik doprowadzone do mikroamperomierza w szereg, z którym włączony jest potencjometr. Pracuje on tutaj w zasadzie jako rezystor nastawny i jego pokrętko wyprowadzone jest na płytę czołową urządzenia. Znajduje się tam również przełącznik, który ma położenie do pomiaru fali padającej oznaczone FWD (z angielskiego forward – naprzód) i położenie do mierzenia fali odbitej oznaczone REF (z angielskiego reflection – odbicie). Przy tym sposobie mierzenia zachodzi pomiar U_r/U_i , który odpowiada współczynnikowi odbicia r .

$$r = \frac{U_r}{U_i}$$

Zanim odczytamy współczynnik SWR z naszego miernika musimy go odpowiednio wyskalować zgodnie z Rys.2.

Wzór do obliczenia współczyn-

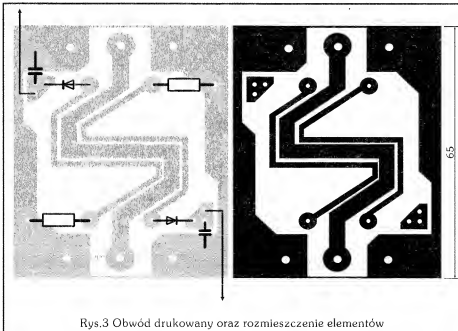
nika SWR wygląda następująco:

$$SWR = \frac{U_i + U_r}{U_i - U_r} = \frac{1 + \frac{U_r}{U_i}}{1 - \frac{U_r}{U_i}} = \frac{1 + r}{1 - r}$$

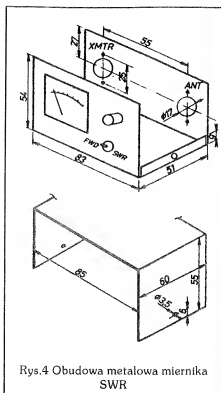
Tab.1

Wzajemna zależność między r , SWR i U_r/U_i

WEKTOR ODBICIA r	SWR	U_r/U_i
0.0	1.00	0.00:1
0.1	1.22	0.01:1
0.2	1.50	0.04:1
0.3	1.85	0.09:1
0.4	2.33	0.16:1
0.5	3.00	0.25:1
0.6	4.00	0.36:1
0.7	5.66	0.49:1
0.8	9.00	0.64:1
0.9	19.00	0.81:1
1.00		1.00:1

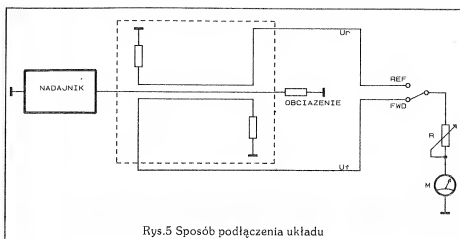


Rys.3 Obwód drukowany oraz rozmieszczenie elementów



Rys.4 Obudowa metalowa miernika SWR

Podczas pomiaru przełącznik ustawiamy najpierw w położenie FWD. Krótkim kablem (max. 50cm) łączymy wejście XMTR z nadajnikiem, a wyjście ANT z kablem antenowym (anteną). Po załączeniu nadajnika ustawiamy potencjometr w takim położeniu, aby wskazówka miernika wychylała się na ostatnią



Rys.5 Sposób podłączenia układu

dziatkę (często oznaczaną jako SET). Teraz ustawiamy przełącznik w położenie REF i odczytujemy SWR na podziałce miernika. Przy wartości większej niż 1.5 należy sprawdzić antenę. Urządzenie konieczne należy umieścić w metalowej obudowie pokazanej na Rys. 4.

Jeżeli jednak ktoś zdecydował się na kupno, to trzeba wiedzieć, że można spotkać następujące mierniki:

- STABO Magnum SWR Meter
- TEAM SWR 1140A
- SIRETEL ROS 1
- CB MASTER SWR 20 (3.5+50MHz)
- PAN SWR 200 (1.5+150MHz)
- MASS + SOHN K-SWR 2

Niektóre firmy skalują mierniki tak, aby można było mierzyć również moc wyjściową nadajnika:

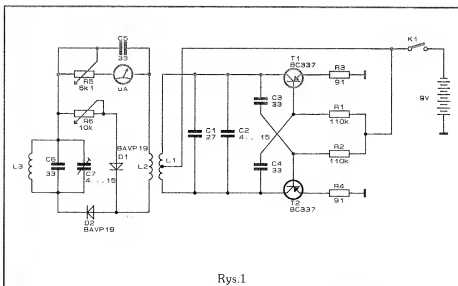
- SIRETEL ROS 30 10W/1.7+30MHz
- CB MASTER SWR 30 10W/1.7+30MHz
- CTE HQ 12 10W
- PAN SWR 220 10W/100W/1.5+150MHz
- MASS + SOHN K-SWR 21P 10/100W/1.5+150MHz

Witold Dąbrowski

AR A/3/92

Elektroniczny mikrometr

Przyrząd (Rys.1) składa się z wysokoczęstotliwościowego generatora i obwodu pomiarowego. Przeznaczony jest do pomiaru nawojowych lub montażowych przewodów. Pomiar następuje z pominięciem izolacji. Częstotliwość robocza generatora wykonanego na tranzystorach T1, T2 wynosi 15MHz. Generowane napięcie, poprzez wysokoczęstotliwościowy transformator L1, L2, przechodzi do obwodu pomiarowego. Podczas dodatknych półokresów tego napięcia prąd płynie tylko przez diodę D2, obwód rezonansowy L3, C6, C7, rezystor R5 i mikroamperomierz. Natomiast w czasie ujem-



Rys.1

nych pótkresów prąd płynie przez diodę D1, rezystory R5, R6 i mikroamperomierz. Potencjometrem R6 można wyrównać oba, płynące w przeciwnie strony prądy i ustawić wskazówkę mikroamperomierza w położeniu zerowym. Jeżeli mierzony obwód umieści się wewnątrz cewki L3, to zmieni się częstotliwość rezonansowa obwodu, a zatem i prąd płynący przez obwód. Zmiany prądu będą proporcjonalne

do średnicy przewodu.

Prąd pełnego wychylenia miernika wynosi 100 μ A. Cewka L1 nawinięta jest na polistyrenowym karkasie o średnicy 10mm w postaci jednej warstwy zawierającej 21 zwojów drutu o średnicy 0.31mm z wyprowadzeniem ze środka. Cewka L2 nawinięta jest na cewce L1 i zawiera 10 zwojów takiego samego drutu.

Cewka L3 wykonana jest na ce-

ramicznym karkasie o zewnętrznej średnicy 4mm a wewnętrznej – 2mm, w postaci jednej warstwy zawierającej 42 zwoje drutu o średnicy 0.2mm.

Robert Krzysztofek

Jak połączyć dwa komputery IBM łączem Centronics z jedną drukarką ?

Najbardziej popularnym łączem używanym do transmisji znaków z komputera do drukarki jest równoległe łącze firmy Centronics. Znaki przeznaczone do wydrukowania podawane są do urządzenia w postaci słów 7-mio lub 8-mio bitowych. Łącze to fizycznie składa się z 25 złączowego gniazda typu CANNON, w które wyposażony jest komputer IBM, 36-stykowe gniazdo typu 57-30360 firmy Amphenol, w które wyposażona jest drukarka

oraz kabla połączeniowego, realizującego przejście ze złącza CANNON 25 na złącze 36 stykowe.

Przyporządkowanie styków wtyku CANNON –25 na wtyk AMP-57-30360 przedstawiono w Tabeli 1.

Rozmieszczenie sygnałów na stykach gniazda drukarki oraz charakter sygnałów wykorzystywanych w standardzie Centronics przedstawiono w Tabeli 2.

Poziomy logiczne sygnałów wy-

korzystywanych w łączu Centronics odpowiadają standardowi TTL, a sygnały po których występuje znak / oznaczają stan aktywny niski.

Komunikacja komputera z drukarką za pośrednictwem standardu Centronics przedstawiona jest na Rys.1.

Ustalony na szynie danych DATA łączą Centronics znak (bajt) wpisywany jest do drukarki sygnałem STROBE/ (stan aktywny niski), generowanym przez komputer. Czas trwania sygnału STROBE/ nie jest krótszy niż 0.5ms. Drukarka po przyjęciu bajtu generuje sygnał potwierdzenia ACK/ trwający ok.9ms. Jest to informacja potwierdzająca przyjęcie znaku oraz zezwalająca na przesłanie następnego słowa. Jeśli bufor drukarki jest zapełniony znakami do wydrukowania drukarka wystawia aktywny sygnał BUSY. Komputer przed wysłaniem kolejnego znaku testuje stan sygnału BUSY i jeśli jest on aktywny przechodzi do stanu oczekiwania na zezwolenie do przesłania następnego bajtu. Właściwe zależności czasowe sygnałów wykorzystywanych w łączu Centronics przedstawiono na Rys.1.

Należy wspomnieć także o pozostałych sygnałach standardu Centronics, a zwłaszcza o sygnale ERROR/. W przypadku wystąpienia błędów w działaniu samej drukarki

Tabela 1

Nr styku wtyku CANNON-25	Nr styku wtyku Amphenol
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5
6	6
7	7
8	8
9	9
10	10
11	11
12	12
13	13
14	14
15	32
16	31
17	36
18	19
styki 18-25 zwarte	styki 19-26 zwarte

lub gdy z jakiś przyczyn nastąpiło zablokowanie jej pracy, sygnał ER-ROR/ przechodzi w stan aktywny przerywając dalszą komunikację po łączu Centronics. Sygnał ten jest wykorzystany w układzie umożliwiającym podłączenie dwóch komputerów do jednej drukarki. Sygnał BUSY jest aktywny również wówczas, gdy drukarka jest w stanie logicznego wyłączenia (off-line) lub w stanie uszkodzenia. W pierwszym przypadku sygnał SELECTED jest nieaktywny, w drugim aktywny jest sygnał ER-ROR/.

- wzajemnie wykluczające się U2A, U2B
- 2 bufor LS125 sygnałów STROBE1/ i STROBE2/ (U6A, U6B)
 - bufor LS 244 dla sygnałów sterujących z drukarki do komputerów nr1 i nr2
 - układ blokujący transmisję znaków przez jeden z komputerów w przypadku, gdy oba próbują drukować jednocześnie (U8A, U8B)

Opis układu

Układ umieszczony jest pomię-

wydruku w tym komputerze, który jako drugi wystawi aktywny sygnał STROBE/, a więc uniemożliwi wydruk z tego komputera. Błąd wydruku zostanie spowodowany wystąpieniem aktywnego sygnału ER-ROR/ wygenerowanego z układu U8A-U8B.

Zasada działania

Na wstępie założmy, że w pierwszej kolejności drukujemy z komputera nr 1. Komputer, z którego przesyłamy znak do drukarki ustawia na szynie DATA kod tego znaku (bajty), a następnie generuje po czasie nie krótszym niż 0.5ms sygnał STROBE1/ (sygnały blokujące transmisję są nieaktywne-BUSY1, ER-ROR1/) Sygnał STROBE1/ powoduje ustalenie stanu logicznego zera na wyjściu Q/ układu U2A. Sygnał ten z kolei powoduje uaktywnienie bufora DATA U1. Dane z tego komputera zostają przesłane do drukarki. Drukarka komunikuje się z komputerem za pośrednictwem sygnałów sterujących transmisją (ACK/, BUSY, PAPER OUT, SELECTED, ERROR/), występujących na odpowiednich stykach gniazd CANNON. Bufor DATA U1 jest aktywny, na czas potwierdzenia przyjęcia znaku przez drukarkę sygnałem ACK/. Aktywny sygnał potwierdzenia ACK/ spowoduje przepisanie stanu niskiego z wejścia D układu U2A na wyjście Q. Na wyjściu Q/ pojawi się więc stan wysoki, który spowoduje zablokowanie bufora DATA U1 (LS244). Bufor odblokuje aktywny sygnał STROBE1/ wpisujący do drukarki kolejny znak.

Stan niski na wyjściu Q/ układu U2A, który jest odpowiedzią na pobudzenie aktywnym sygnałem STROBE1/, odblokuje ponadto bufor sygnału STROBE1/ (U6A) oraz spowoduje, że na wyjściu układu U8B pojawi się stan niski. Stan ten jest sygnałem ERROR2/ dla drugiego komputera i jest przyczyną wystąpienia błędu transmisji, interpretowanego jako "awaria drukarki", a więc wstrzymanie wydruku, jeśli taki był uruchamiany. W rzeczywistości drukarka jest sprawna, obsługuje jedynie w tym momencie komputer nr 1.

Sytuacja jest analogiczna dla przypadku próby wydruku z kom-

Tabela 2

Nr styku	Nazwa sygnału	Charakterystyka
1	STROBE/ (stan aktywny niski)	Wpisuje słowo danych do drukarki
2	DATA 1	8 - mio bitowe słowo (znak)
3	DATA 2	
4	DATA 3	
5	DATA 4	
6	DATA 5	
7	DATA 6	
8	DATA 7	
9	DATA 8	MSB przesyłanego bajtu
10	ACK/ (stan aktywny niski)	Drukarka potwierdza przyjęcie znaku (danej)
11	BUSY	Brak gotowości drukarki do odebrania kolejnego znaku
12	PAPER OUT	Brak papieru w drukarce
13	SELECTED	Drukarka w stanie ON-LINE
14,15		Nie używane
16	GND	Masa cyfrowa
17	GROUND	Masa ochronna - uziemienie obudowy
18	+5V	Napięcie pochodzące od niektórych typów drukarek np. STAR
19-30	GND SIGNAL	Masa sygnałowa
31	RESET/	Zerowanie drukarki przez IBM
32	ERROR/	Sygnalizacja błędnej pracy drukarki
33-36		Nie używane

Schemat układu drukującego znaki z dwóch komputerów na jedną drukarkę przedstawiono na Rys.2. W jego skład wchodzi:

- 3 gniazda typu CANNON - 25
- układ generacji sygnału RESET/ z obu komputerów do jednej drukarki (U4A, U4B, U4D, U5A)
- 2 bufor LS244 na liniach wyjść komputerów nr1 i nr2 - DATA1 i DATA2 (U1, U3)
- 2 przełączniki buforów danych DATA LS74 uaktywniane sygnałami STROBE1/ lub STROBE2/

dzy dwoma wyjściami typu Centronics dwóch komputerów, a wejściem do drukarki. Sprzęgnięty jest on od strony wejścia z komputerami dwoma kablami 2x wtyk CANNON-CANNON, od strony wyjścia natomiast z drukarką kablem wtyk CANNON - wtyk złącze AMP-57-30360 (tzw. wtyk Centronics).

W trakcie pracy każdy z komputerów może wydrukować na drukarce oddzielny tekst. Próba drukowania jednoczesnego z obu komputerów spowoduje wystąpienie błędu

putera nr 2.

Komputer nr 1 stwierdza "awarię drukarki" i blokuje na ten czas wydruk. Sygnał STROBE2/ uaktywnia bufor DATA U3 oraz bufor STROBE2/ U6B. Powoduje ustalenie na linii sygnału ERROR1/ stanu niskiego (wyjście układu U8A).

Stan ten trwa dopóty, dopóki nie przyjdzie potwierdzenie ACK/ z drukarki o odebraniu znaku. Przesłanie następnego znaku do drukarki spowoduje powtórzenie opisanej sytuacji od początku.

Należy jeszcze wspomnieć o jednej dość istotnej rzeczy. Każde

włączenie drukarki "on-line" powoduje jej wyresetowanie. Każde włączenie komputera do sieci zeruje ją połączoną z nim wcześniej drukarkę.

Aby wyeliminować sytuację, w trakcie której następuje włączenie komputera, podczas gdy drugi jest w fazie drukowania, co spowodowałoby przerwanie wydruku i wyzerowanie drukarki układ wyposażony jest w specjalny blok generacji sygnału RESET/ do drukarki. Blok ten składa się z asynchronicznego przerzutnika RS z pamięcią zbudowanego z bramek NAND LS00. (U4A, U4B, U4D, U5A).

Blok ten jest fizyczną realizacją tablicy stanów przedstawionej w Tabeli 3.

Tabelę należy odczytywać następująco:

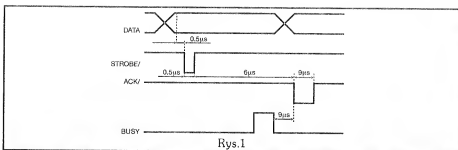
W pozycji 1):

Jeśli drukarka nie była wyzerowana $RESET_{(0-1)}=0$ i nie nastąpiło zerowanie od strony komputerów (nie były one włączone lub są włączone) $RESET\ 1\ IBM=0$, $RESET\ 2\ IBM=0$ to nie zeruje drukarki $RESET\ DRUKARKI=0$. Itd.

Dariusz Bienkowski

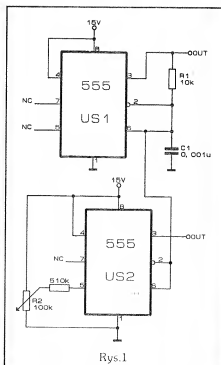
Tabela 3

0 – oznacza, że nie ma zerowania 1 – oznacza, że komputer został włączony			0 – nie zeruje drukarki 1 – zeruje drukarkę
RESET ₍₀₋₁₎	RESET 1 IBM	RESET 2 IBM	RESET DRUKARKI
1) 0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0



Generator z przesuwaniem fazy

Przedstawiony na Rys.1 obwód generuje parę przebiegów prostokątnych ze zmienną fazą między nimi. R1 i C1 ustalają parametry czasowe US1. Wypróchnienia wyzwalaające i progowe obu timerów są obsługiwane jednocześnie. Ponieważ oba układy są identyczne, powinny generować takie same przebiegi. Jednakże potencjometr R2 i rezystor 510kΩ zasilają prądem wejście sterujące US2, co w wyniku daje przesunięcie w fazie przebiegu wyjściowego względem przebiegu generowanego przez US1. Obwód nie jest jednak doskonały gdyż, zbrocza ładowanie i rozładowanie układu 555 nie są liniowe. Stąd wypełnienie przebiegu generowanego przez US2 będzie się zmieniać wraz ze zmianą fazy. W najgorszym przypadku, gdy któryś z progów przekroczy granice prze-



biegu ładowania i rozładowania, US2 przestanie generować.

Robert Krzysztofek

Katalog tranzystorów b. ZSRR (ciąg dalszy)

Tranzystory bipolarnie

Tabela 4

Tranzystory N-P-N, małej mocy, średniej częstotliwości.

Typ	I _c mA	U _{cer} V	U _{cb0} V	U _{eb0} V	P _{cm} /T mW/°C	β	F _{gr} MHz
TM10	10	20	20	3	150/60	20-60	20
TM10A	10	20	20	3	150/60	40-120	30
TM10Γ	10	20	20	3	150/60	10-32	30
TM10Д	10	20	20	3	150/60	20-60	30
TM10E	10	20	20	3	150/60	40-120	30
TM10X	10	20	20	3	150/60	80	30
2T301E	10	20	20	30	150/60	40-120	30
2T301X	10	20	20	30	150/60	80-300	30
KT301	10	20	20	3	150/60	20-60	20
KT301A	10	20	20	3	150/60	40-120	20
П505	10	20	20	2	150/60	40-150	-
П505A	10	20	20	2	150/60	20-60	-
TM10B	10	30	30	3	150/60	10-32	30
TM10B	10	30	30	3	150/60	20-60	30
2T301Γ	10	30	30	3	150/60	10-32	30
2T301Д	10	30	30	3	150/60	20-60	30
KT301B	10	30	30	3	150/60	10-32	20
KT301B	10	30	30	3	150/60	20-60	20
KT301Γ	10	30	30	3	150/60	10-32	30
KT301Д	10	30	30	3	150/60	20-60	30
KT301E	10	30	30	3	150/60	40-120	30
KT301X	10	30	30	3	150/60	80-300	30
П504	10	30	30	3	150/60	10-35	-
П504A	10	30	30	3	150/60	25-80	-
2TM103B	15	80	80	1.5	75/75	30-150	30
2TM103Γ	15	80	80	3	75/75	10-50	30
2TM103Д	15	80	80	3	75/75	18-90	30
П307B	15	80	80	3	250/20	50-150	20
П307Γ	15	80	80	3	250/20	16-50	20
2TM103A	15	120	120	1.5	75/75	10-50	30
2TM103B	15	120	120	1.5	75/75	18-90	30
2T201B	20	10	10	10	150/105	30-90	10
2T201Γ	20	10	10	10	150/105	70-210	10
2T201Д	20	10	10	10	150/105	30-90	10
KT206B	20	12	12	12	15/55	70-210	10
2T201A	20	20	20	20	150/105	20-60	10
2T201B	20	20	20	20	150/105	30-90	10
KT206A	20	20	20	20	15/55	30-90	10
2T205B	20	200	200	3	40/90	10-40	20
2T205A	20	250	250	3	40/90	10-40	20
KT201B	30	10	10	10	150/90	30-90	10
KT201Γ	30	10	10	10	150/90	70-210	10
KT201Д	30	10	10	10	150/90	30-90	10
KT201A	30	20	20	20	150/90	20-60	10
KT201B	30	20	20	20	150/90	30-90	10
П307B	30	60	60	3	250/20	50-150	20
П307Γ	30	80	80	3	250/20	16-50	20
П307A	30	80	80	3	250/20	30-90	20
П308	30	120	120	3	250/20	30-90	20
П309	30	120	120	3	250/20	16-50	20
TM3B	50	15	15	10	75/25	20-60	5
TM3Γ	50	15	15	10	75/25	40-120	5

TYP	Ic mA	U _{cer} V	U _{cb0} V	U _{eb0} V	P _{cm} /T mW/°C	β	F _{gr} MHz
TM3D	50	15	15	10	75/25	40-160	10
M3B	50	15	15	10	75/25	20-60	5
M3G	50	15	15	10	75/25	40-120	5
M3D	50	15	15	10	75/25	40-160	10
2T215E-1	50	20	-	5	50/35	40	5
KT215E-1	50	20	-	5	50/35	40	5
2T215D-1	50	30	-	5	50/35	80	5
KT215D-1	50	30	-	5	50/35	80	5
2T215G-1	50	40	-	5	50/35	40-120	5
KT215G-1	50	40	-	5	50/35	10-120	5
2T215B-1	50	60	-	5	50/35	40-120	5
KT215B-1	50	60	-	5	50/35	40-120	5
2T215B-1	50	80	-	5	50/35	30-90	5
KT215B-1	50	80	-	5	50/35	30-90	5
2T215A-1	50	80	-	5	50/35	20	5
KT215A-1	50	80	-	5	50/35	20	5
2T215E9	100	20	-	5	200/25	40	30
2T215D9	100	30	-	5	200/25	80	30
2T215G9	100	40	-	5	200/25	40-120	30
2T215B9	100	60	-	5	200/25	40-120	30
2T215B9	100	80	-	5	200/25	30-90	30
2T215A9	100	80	-	5	200/25	20	30

Tranzystory bipolarne

Tabela 5.1

Tranzystory P-N-P, małej mocy, wysokiej częstotliwości.

TYP	Ic mA	U _{cer} V	U _{cb0} V	U _{eb0} V	P _{cm} /T mW/°C	β	F _{gr} MHz
ГТ322Г	5	15	15	-	50/25	50-120	50
ГТ322Д	5	15	15	-	50/25	20-70	50
ГТ322Е	5	15	15	-	50/25	50-120	50
ГТ322В	10	6	25	-	50/25	50-120	80
П418И	10	6.5	-	0.3	50/60	60-170	200
П418К	10	6.5	-	0.3	50/60	60-170	200
П418Л	10	7	-	0.3	50/60	8-70	200
П418М	10	7	-	0.3	50/60	8-70	200
П417	10	8	-	0.7	50/25	24-100	200
П417А	10	8	-	0.7	50/25	65-200	200
КТ380В	10	9	-	4	15/25	30-90	300
ГТ309А	10	10	-	-	50/20	20-70	120
ГТ309Б	10	10	-	-	50/20	60-180	120
ГТ309В	10	10	-	-	50/20	20-70	80
ГТ309Г	10	10	-	-	50/20	60-180	80
ГТ309Д	10	10	-	-	50/20	20-70	40
ГТ309Е	10	10	-	-	50/20	60-180	40
ГТ310А	10	10	12	-	20/35	20-70	160
ГТ310Б	10	10	12	-	20/35	60-120	160
ГТ310В	10	10	12	-	20/35	20-70	120
ГТ310Г	10	10	12	-	20/35	60-120	120
ГТ310Д	10	10	12	-	20/35	20-70	100
ГТ310Е	10	10	12	-	20/35	60-120	100
ГТ322А	10	10	25	-	50/25	30-100	80
ГТ322В	10	10	25	-	50/25	20-120	50
П414	10	10	10	1	100/20	25-100	60
П414А	10	10	10	1	100/20	60-120	60
П414Б	10	10	10	1	100/20	100-200	60
П415	10	10	10	1	100/20	25-100	120
П415А	10	10	10	1	100/20	60-120	120
П415Б	10	10	10	1	100/20	100-200	120

TYP	Ic mA	U _{cer} V	U _{bo} V	U _{eo} V	P _{omax} /T mW/°C	β	F _{gr} MHz
KT3104Г	10	15	15	3.5	15/35	15-90	200
KT3104Д	10	15	15	3.5	15/35	50-150	200
KT3104E	10	15	15	3.5	15/35	70-280	200
ГТ328Б	10	15	15	0.25	50/25	40-200	300
ГТ328В	10	15	15	0.25	50/25	10-50	300
KT349A	10	15	20	4	200/30	20-80	300
KT349B	10	15	20	4	200/30	40-160	300
KT349B	10	15	20	4	200/30	120-330	300
KT380A	10	17	-	4	15/25	30-90	300
KT380B	10	17	-	4	15/25	50-150	300
KT3104A	10	30	30	3.5	15/35	15-90	200
KT3104B	10	30	30	3.5	15/35	50-150	200
KT3104B	10	30	30	3.5	15/35	70-280	200
2T392A-2	10	40	40	4	120/65	40-180	300
П401	20	10	-	1	100/20	16-300	30
П402	20	10	-	1	100/20	16-250	60
П403	20	10	-	1	100/20	30-100	120
П403A	20	10	-	1	100/20	16-200	120
П422	20	10	-	-	100/20	24-100	50
П423	20	10	-	-	100/20	24-100	100
2T360A-1	20	20	25	5	10/55	25-70	300
KT360A-1	20	20	25	5	10/55	20-70	300
П416	25	12	15	3	100/25	25-80	40

Witold Wrotek

c.d.n.

DLA PROFESJONALISTÓW I AMATORÓW!

KATALOG HCT

PARAMETRY I WYBRANE APLIKACJE

Katalog cyfrowych układów scalonych CMOS (AC, ACT, C, HC, HCT, HCU) produkowanych przez 39-ciu światowych producentów w tej dziedzinie m.in.: Advanced Micro Devices Inc., Hitachi Ltd., Intel Group, Motorola Semiconductor Products, NEC, autorstwa mgr inż. Witolda Wrotek, to ponad 500 stron z danymi technicznymi, zastosowaniem układów i przykładami współpracy z układami innych typów.

Katalog HCT do nabycia w księgarniach na terenie kraju lub bezpośrednio w redakcji "Nowego Elektronika" (adres w stopce).

Prowadzimy sprzedaż za zaliczeniem pocztowym.

Cena 120.000 zł + koszty wysyłki.

NAKŁAD OGRANICZONY

Witold Wrotek

KATALOG HCT

PARAMETRY I WYBRANE APLIKACJE

UKŁADY SCALONE, TRANZYSTORY - 2000 pozycji
TRAFOPOWIELACZE, GEOWICE VIDEO
ORAZ 500 innych artykułów potrzebnych
w każdym sklepie RTV, zakładzie napraw

SPRZEDAŻ:

- w siedzibie firmy SZCZYTNO (baza PKS)
- WARSZAWA (GIEŁDA WOLUMEN (powłoka 42)
- WYŚLEKOWA przesyłki wysyłamy codziennie
cennik 24 str. - koperta zwrotna (znak 3 tys)

"ETHICON"

ŚWIECZKOWSKIEGO 30

12-100 SZCZYTNO

tel/fax 22-77 w 46

UWAGA PRODUCENCI! realizujemy indywidualne
zamówienia na podzespoły zachodnich firm.

CE-100

GENERATORY FUNKCJI
Z CYFROWYM ODCZYTEM
CZĘSTOTLIWOŚCI

W zestawach do samodzielnej budowy.
Idealne dla amatorów - trójkąt, prostokąt,
sinus 1Hz - 1MHz, Uwy do 6Vpp
Rwy - 50 ohm. Zestawy zawierają również
obudowę i elementy mechaniczne.
Cena - 770 tys. + koszt przesyłki.

SAMCOM Warszawa 12 skr. 136
tel.(0-22) 490765 fax (0-22) 490210

PE-184

UWAGA!!!

**NIESPODZIANKA
DLA PRENUMERATORÓW!!!**

**Wśród Czytelników, którzy
zaprenumerują miesięcznik**

ELEKTRONIK
nowy

**na II półroczu 1993 roku,
zostaną rozlosowane trzy
mierniki cyfrowe.**